

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

This Page Blank (uspto)

① BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**
⑩ **DE 195 23 693 A 1**

⑤ Int. Cl. 6:
H 03 C 3/08
H 03 L 7/06
G 01 S 13/34
H 03 K 4/02

⑲ Aktenzeichen: 195 23 693.9
⑳ Anmeldetag: 3. 7. 95
㉑ Offenlegungstag: 14. 5. 98

DE 195 23 693 A 1

⑦① Anmelder:
Thomson-CSF, Paris, FR

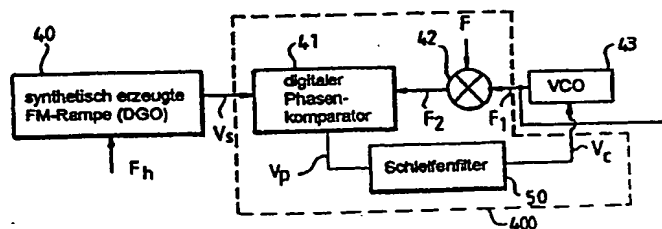
⑦② Vertreter:
Prinz und Kollegen, 81241 München

⑦③ Erfinder:
Gouy, Jean-Luc de, Briis, FR; Chelouche, Marc,
Sannois, FR; Fousset, Lionel, Athis-Mons, FR

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

⑤④ Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzmodulationsrampe sowie deren Anwendung auf einen Radiohöhenmesser

⑤⑦ Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzmodulationsrampe mit einem spannungsgesteuerten Oszillator 43, der einer Phasenverriegelungsschleife 400 zugeordnet ist. Die Vorrichtung enthält einen digital gesteuerten Oszillator 40, von dem nur das höchstwertige Bit genutzt wird, und einen digitalen Phasenkomparator 41, der einerseits dieses höchstwertige Bit und andererseits ein Signal erhält, das vom spannungsgesteuerten Oszillator 43 geliefert wird. Anwendung bei Radiohöhenmessern sehr hoher Linearität und sehr hoher Genauigkeit.



DE 195 23 693 A 1

Beschreibung

Die Erfindung betrifft eine Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzmodulationsrampe. Sie bezieht sich auf das Gebiet der Radiohöhenmesser und genauer auf Radiohöhenmesser hoher Linearität und hoher Genauigkeit.

Es ist bekannt, auf die Frequenzmodulation zurückzugreifen, um lineare Frequenzmodulationsrampen zu erzeugen, die bei Dauerstrich-Radiohöhenmessern verwendbar sind, die in der angelsächsischen Terminologie auch als "CW" ("continuous wave")-Radiohöhenmesser bezeichnet werden.

Ein solcher Radiohöhenmesser ist beispielsweise in "Les Techniques de l'Ingénieur", E6601, Seite 11, beschrieben. Dieser Typ von Radiohöhenmesser besitzt bei mittleren und geringen Höhen ein gutes Leistungsvermögen. Indessen wird allgemein angenommen, daß nur mit Impulsradar eine für sehr große Höhen hinreichende Empfindlichkeit und Genauigkeit erhalten wird.

Die das Leistungsvermögen der "FM/CW"-Radiohöhenmesser bei größeren Höhen begrenzenden Faktoren sind:

- die Nichtlinearität der Modulation, die sich in einem vergrößerten Spektrum des empfangenen Signals zeigt.
- Das Phasenrauschen des Senders: das Verschwinden des Nutzsignals im Rauschen.
- Die Kopplung zwischen dem Sende- und dem Empfangssignal.

Das Hauptziel der Erfindung ist es, den Anwendungsbereich der Frequenzmodulations-Dauerstrich-Radiohöhenmesser zu sehr großen Höhen hin zu erweitern.

Hierzu schlägt die Erfindung eine Vorrichtung vor, die insbesondere eine sehr hohe Linearität der Frequenzmodulation gestattet. Für die Vorrichtung wird ein digital gesteuerter Oszillator verwendet. Im folgenden wird dieser Oszillator mit "DGO" bezeichnet.

Ein solcher Oszillator ist auch unter der angelsächsischen Bezeichnung "DDS" für "Direct Digital Synthesizer" bekannt.

Ein Oszillator dieses Typs bringt natürlich die Vorteile der Digitaltechnik mit sich, die hauptsächlich die folgenden sind:

- Verringerung oder Wegfall der Schärfeeinstellungen
- gutes Temperaturverhalten
- erhöhte Zuverlässigkeit
- Frequenzstabilität verknüpft mit der des Normalmaßes.

Wie bereits angeführt besteht eine der Bedingungen für den Erhalt einer hohen Genauigkeit im Fall eines Höhenmessers darin, über eine so weit wie möglich lineare Frequenzmodulationsrampe zu verfügen.

Im Stand der Technik wurden DGOs vorgeschlagen, die durch einen Phasenspeicher, einen eine Umwandlungstabelle enthaltenden Speicher und einen Digital/Analog-Wandler gebildet sind. Das Erhöhen der Anzahl von Stufen, d. h. der Anzahl von Bits bringt natürlich eine höhere Genauigkeit mit sich. Man ist auch veranlaßt, diese Vorrichtungen bei hoher Frequenz zu betreiben.

Nicht im einschränkenden Sinne zu verstehende Beispiele von DGOs dieses Typs sind in dem Artikel von C. G. EKRC und S. I. LONG: "A Ga As 4-bit Adder-Accumulator Circuit for Direct Digital Synthesis" beschrieben, der in "IEEE Journal of Solid-State Circuits", Band 23, Nr. 2, April 1988, Seiten 573-580 erschienen ist, und in dem Artikel von P. H. SAUL und D. G. TAYLOR: "A High-Speed Direct Frequency Synthesizer", der in "IEEE Journal of Solid-State Circuits", Band 25, Nr. 1, Februar 1990, Seiten 215-219 erschienen ist.

Indessen ist festzustellen, daß diese Schaltungen einen sehr komplexen Aufbau besitzen, zumal ein Betrieb bei sehr hohen Frequenzen erfolgen soll. Es sind sehr schnelle Technologien wie z. B. die AsGa-Technologie zu verwenden, und es sind sogenannte Pipeline-Strukturen zu nennen.

Ziel der Erfindung ist es, die Nachteile des Standes der Technik zu beseitigen, wobei gleichzeitig die Vorteile der digitalen Schaltungen beibehalten werden sollen.

Erfindungsgemäß ist daher eine Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzmodulationsrampe vorgesehen, mit einem spannungsgesteuerten Oszillator, der einen Ausgang aufweist und einer phasenverriegelungsschleife zugeordnet ist, und mit einem Taktgenerator bestimmter Frequenz, wobei diese Linearisierungsvorrichtung dadurch gekennzeichnet ist, daß sie einen digital gesteuerten Oszillator enthält, der einen durch ein digitales Wort gesteuerten ersten Speicher aufweist, der wenigstens eine digitale Rampe aus Treppenstufen erzeugt, die sich in einem bestimmten Sinn im Takt der bestimmten Frequenz ändert, und einen einen Übertragsausgang besitzenden zweiten Speicher aufweist, der durch die digitale Rampe gesteuert ist und ein digitales Signal aus Treppenstufen mit sich gemäß einem parabolischen Verlauf im Takt der bestimmten Frequenz ändernder Phase liefert, und einen in die Schleife eingesetzten digitalen Phasenkomparator enthält, der einen Ausgang sowie einen ersten und einen zweiten Eingang aufweist, die mit dem Übertragsausgang bzw. dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators gekoppelt sind.

Die Erfindung betrifft ferner einen Radiohöhenmesser, bei dem eine solche Vorrichtung eingesetzt wird.

Weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der folgenden Beschreibung von Ausführungsbeispielen, wobei auf die Zeichnung Bezug genommen wird; in dieser zeigen:

Fig. 1 und 2 Diagramme, die die Funktionsweise eines Frequenzmodulations-Höhenmessers wiedergeben,

Fig. 3 ein theoretisches Diagramm, das die Änderungen einer Frequenzmodulationsrampe in Abhängigkeit von der Zeit und entsprechenden Änderungen der Phase in einem digital gesteuerten Oszillator (DGO) zeigt,

Fig. 4 eine schematische Darstellung eines bekannten digital gesteuerten Oszillators,

Fig. 5 und 6 Diagramme, die die diskreten Änderungen der Frequenz und der Phase in einem digital gesteuerten Oszillator zeigen,

Fig. 7 eine schematische Darstellung eines erfindungsgemäßen digital gesteuerten Oszillators.

Fig. 8 ein Diagramm, das eine besondere Betriebsart eines solchen Oszillators zeigt,

Fig. 9 eine schematische Darstellung einer Stufe eines solchen Oszillators,

Fig. 10 eine schematische Darstellung einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzmodulationsrampe,

Fig. 11 und 12 eine detaillierte Darstellung zweier Ausführungsvarianten der erfindungsgemäßen Linearisierungsvorrichtung,

Fig. 13 ein Ausführungsbeispiel eines Radiohöhenmessers, in dem eine erfindungsgemäße Linearisierungsvorrichtung eingesetzt ist.

Zunächst wird anhand der Fig. 1 nochmals kurz die Funktionsweise eines Frequenzmodulations-Radiohöhenmessers erläutert.

Eine Vorrichtung zum Messen der vertikalen Höhe eines Luftfahrzeugs oder ein Höhenmesser ist zusammengesetzt aus einem Sendeteil, einem Empfangsteil für den Empfang des vom Boden reflektierten Signals, zwei Richtantennen (Öffnungswinkel typischerweise kleiner als 10°), die senkrecht zur Krümmung des Flugkörpers sind, und aus einem Überlagerungssignal-Verarbeitungsteil.

Die Information über die Entfernung h , die das Luftfahrzeug vom Boden trennt, ist in der Analyse eines als Überlagerungssignal bezeichneten Signals enthalten, das dadurch erhalten wird, daß das Produkt aus dem gesendeten Signal S_e (Frequenzrampe) und dem von dem Ziel reflektierten oder empfangenen Signal gebildet wird, das um eine Zeitdauer τ verzögert ist. τ erfüllt die folgende Beziehung:

$$\tau = \frac{2 \cdot h}{c} \quad (\text{in s}) \quad (1)$$

worin: h = Höhe des Luftfahrzeugs über dem Boden (in m)

c = Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle (in m/s).

Im Fall eines vollständig reflektierenden ebenen Bodens (Doppler-Effekt vernachlässigbar) erfüllt die Überlagerungsfrequenz f_b aus der gesendeten Welle und der empfangenen Welle die folgende Beziehung:

$$f_b = \frac{\Delta f}{T} \tau \quad (\text{in Hz}) \quad (2)$$

in der:

Δf = Frequenzhub des gesendeten Signals (in Hz) ausgehend von der Grundfrequenz f_0

T = Modulationsperiode (in s)

τ = Vor- und Rücklaufzeit (in s)

Fig. 1 ist ein Zeitdiagramm, das die Änderungen der Frequenzrampen in Abhängigkeit von der Zeit t zeigt. Die gesendete Frequenzrampe, das Signal S_e , wurde in durchgezogenen Linien dargestellt, während die empfangene Frequenzrampe, das Signal S_r , in gestrichelten Linien dargestellt wurde. Die jeweilige Geschwindigkeit des Ziels oder der Meßvorrichtung führt auf dem Niveau des Überlagerungssignals zu einer Frequenzverschiebung gleich der Doppler-Frequenz, die durch die folgende Beziehung gegeben ist:

$$f_d = \pm \frac{2V_r}{\lambda} \quad (\text{in Hz}) \quad (3)$$

worin:

V_r = radiale relative Geschwindigkeit bezüglich des als "spiegelnd" bezeichneten Reflexionspunkts (in m/s)

λ = Wellenlänge (in m)

Ist das Antennenstrahlenbündel aufgeweitet oder aufgrund von Bewegungen der Trimmlage des Flugzeugs nicht mehr senkrecht zum Boden, so ist die Überlagerungsfrequenz eines spiegelnden Punkts durch die folgende Beziehung gegeben:

$$f_b = \frac{f_0}{\cos \theta} \pm f_d \quad (4)$$

$$\text{mit } f_0 = \frac{2h_0}{c} \frac{\Delta F}{T} \quad (5)$$

worin:

θ = Winkelabweichung des spiegelnden Punkts gegenüber der Vertikalen.

h_0 = Höhe des Luftfahrzeugs senkrecht dazu.

Sendet man abwechselnd ansteigende und abfallende Frequenzrampen gleicher Steilheit, so sind die dem Maximum des empfangenen Signals entsprechenden Überlagerungsfrequenzen durch die folgende Beziehung gegeben:

$$f^+ = \frac{f_0}{\cos \theta} - f_d \text{ für eine ansteigende Rampe (6)}$$

$$f^- = \frac{f_0}{\cos \theta} + f_d \text{ für eine abfallende Rampe (7)}$$

Durch Bilden der Halbsumme der Überlagerungssignale f^+ und f^- ist es möglich, den Doppler-Effekt bei der Messung der Höhe zu beseitigen:

$$f_b = \frac{f^+ + f^-}{2} \quad (8)$$

Der soeben beschriebene Prozeß ist in Fig. 2 dargestellt. Die gesendeten und empfangenen Signale sind mit S_e bzw. S_r bezeichnet.

Das Signal S_r , das bei fehlendem Doppler-Effekt empfangen wird, ist punktiert dargestellt.

Die Reichweite dieser Vorrichtung ist begrenzt durch:

- das durch den Empfänger eingeführte Rauschen: es ist abhängig von der Verbindungsbilanz (Sendeleistungsvermögen, Gewinn der Antennen, Rauschzahl, Entfernung),
- dem Rauschen des Senders.

Die Genauigkeit ist abhängig von der Eignung der Vorrichtung für die Zuordnung einer reinen Frequenz zu einem Echo bei einer gegebenen Entfernung.

Dies trifft nicht zu, wenn die Frequenzmodulation vollständig linear ist, wobei die Linearitätsfehler eine Verbreiterung der Spektrallinie bewirken, wodurch die Genauigkeit der Messung begrenzt wird.

Das Phasenrauschen der Quelle des Senders ist eine Eigenschaft, die besonders beachtet werden muß.

Das Rauschen des Senders ist nämlich um so störender, je größere Entfernungen man versucht zu messen und je mehr das Rauschen unabhängig von der Verbindungsbilanz die Reichweite der Vorrichtung begrenzt.

Es ist also festzustellen, daß eine Voraussetzung zur Verwirklichung eines Radiohöhenmessers großer Reichweite und Genauigkeit die Möglichkeit ist, eine Frequenzrampe sehr hoher Linearität zu erhalten.

Typischerweise sind die Größenordnungen die folgenden:

- Frequenzhub: 100 MHz,
- Zeitdauer der Rampe von 100 μ s bei 100 MHz, nämlich ein Δf von 10^4 bis 10^7 .
- Mittlere Sendefrequenz von 1 GHz bis 60 GHz.

Die Qualität der Frequenzrampe ist herkömmlicherweise definiert durch die Linearität, d. h. durch die Änderung des Verhältnisses

$$\left(\frac{df}{dt} \right),$$

und sie kann durch den folgenden Koeffizienten wiedergegeben werden:

$$\left(\frac{\text{Steilheit}_{\max} - 1}{\text{Steilheit}_{\min}} \right) \times 100,$$

ausgedrückt in Prozent, worin "Steilheit_{max}" die maximale Steilheit und "Steilheit_{min}" die minimale Steilheit ist.

Mit einem freien spannungsgesteuerten Oszillator, bekannter unter dem im folgenden verwendeten angelsächsischen Kürzel "VCO" ("Voltage Controlled Oscillator"), kann ein Koeffizient in der Größenordnung von 20 bis 30% erreicht

werden. Übernimmt man herkömmliche Linearisierungsmaßnahmen, so kann etwa 1% erreicht werden.

Man versucht natürlich, diese Situation zu verbessern und einen Wert von 1 % oder mehr zu erreichen.

Es ist zweckmäßig, nochmals einige Betrachtungen physikalischer Art anzustellen. Eine lineare Zunahme der Frequenz führt zu einer damit verbundenen parabolischen Zunahme der Phase mit der Zeit.

Fig. 3 zeigt diesen Tatbestand. Auf der linken Seite der Figur ist eine Frequenzrampe dargestellt. Die vertikale Achse repräsentiert die augenblickliche Frequenz f_i . Die Frequenz f_i nimmt während des Zeitintervalls (0-T) um Δf zu. Der Ausdruck

$$\left[\frac{\Delta f T}{2} \right]$$

gibt den Gewinn als "Drehzahl" bei der Sendefrequenz f_i an, die die folgende Beziehung erfüllt:

$$f_i = f_0 + \Delta f \frac{t}{T} \quad (9)$$

Der Wert

$$\frac{\Delta \phi}{\pi}$$

wird auf die folgende Weise berechnet:

$$\left[\frac{\Delta \phi}{2\pi} \right] = \int f_i dt = f_0 \times t + \frac{\Delta f}{T} \times \frac{t^2}{2} \quad (10)$$

$$\left[\frac{\Delta \phi}{2\pi} \right]$$

ist somit eine parabolische Funktion. Für $t = T$, das Ende des Intervalls, ist die Steilheit der Kurve (Tangente tg), die repräsentativ für die Funktion ist, gleich

$$\frac{\Delta f T}{2}$$

Der rechte Teil der Fig. 3 zeigt dieses Ergebnis.

In Wirklichkeit greift man aus den angegebenen Gründen auf die digitalen Techniken zurück. Man weiß, daß man in diesem Fall niemals eine kontinuierliche Änderung erreichen kann. Man geht in Sprüngen von Werten vor, durch die die zu erzeugenden Funktionen angenähert werden.

Fig. 4 zeigt einen vollständigen DGO gemäß dem Stand der Technik. Eine solche Schaltung wird beispielsweise in den beiden zuvor genannten Artikeln beschrieben.

Sie enthält einen durch ein digitales Wort M von N Bits gesteuerten Phasenspeicher 1. Dieser Speicher empfängt Taktsignale f_h , die seinen Betrieb steuern. Das digitale Ausgangssignal oder Ausgangswort P wird zu einem Formgenerator 2 oder einer Umwandlungstabelle übertragen. Diese Schaltung 2 basiert allgemein auf einem durch das Ausgangswort P adressierten Speicher. Dieser erzeugt wiederum ein Ausgangswort A gemäß dem zuvor in dem Speicher gespeicherten Gesetz. Schließlich wird dieses digitale Wort A durch einen Digital/Analog-Wandler 3 in ein analoges Ausgangssignal V_s gewandelt.

Im Stand der Technik wird diese Art von Vorrichtung im wesentlichen dazu verwendet, Funktionen bestimmter Formen zu erzeugen. Es ist somit wichtig, sich daran bestmöglich anzunähern. Hierzu wurde vorgeschlagen, die Anzahl von Bits zu erhöhen, wodurch tatsächlich die Genauigkeit erhöht werden kann. Indessen nimmt die Komplexität der Schaltungen in direktem Verhältnis mit der Anzahl von verwendeten Bits zu. Überdies müssen bei hoher Frequenz Laufzeiten in den Schaltungen berücksichtigt werden. Es ist auch schwierig, sehr schnelle Speicher zu verwirklichen.

Die Erfindung macht sich ihrerseits bestimmte Eigenschaften der in Betracht gezogenen Anwendung zunutze, d. h. die Linearisierung einer Frequenzrampe für einen Radiohöhenmesser.

Fig. 5 zeigt eine digitale Frequenzrampe, d. h. tatsächlich eine Pseudorampe, die aus Treppenstufen $f_0, f_1, f_2, \dots, f_T$ für die Zeitpunkte t_0, t_1, t_2, \dots, T gebildet ist. Sie ergibt sich aus einer Annäherung durch "Facetten" der Phasenrampe.

Fig. 6 zeigt für das Zeitintervall t_0 bis t_2 die Änderung der entsprechenden Phase ϕ . Jeder Frequenzstufe f_0, f_1 und f_2 entsprechen in Fig. 6 Phasenwerte ϕ_0, ϕ_1 und ϕ_2 . Man erhält eine Kurve aus "Facetten". Der Phasenfehler ist der Abstand zwischen der theoretischen Kurve (Beziehung (10)), die in der Figur gestrichelt dargestellt ist, und der Kurve aus "Facetten" in durchgezogener Linie. Man kann den Phasenfehler auch durch die "Fehlerfläche" SE, d. h. durch die Fläche zwischen den beiden Kurven charakterisieren, die durch zwei Abtastzeitpunkte wie z. B. t_0 und t_1 begrenzt ist. Die Erfindung geht von der Feststellung aus, daß die Minimierung des Fehlers nicht zuerst dem Erhalt des Maximums an Genauigkeit auf dem Niveau einer jeden Stufe der Frequenzkurve sondern der Zunahme der Anzahl von "Facetten" entspricht, selbst wenn deren Steilheit weniger genau ist. Diese Zunahme hat zwei interessante Konsequenzen:

- ausgehend von einer bestimmten Geschwindigkeit tritt ein Phasenfehler auf, der in der Größenordnung des Radian liegt; daraus folgt, daß das Sendespektrum von vornherein schwach ist (Annäherung kleiner Winkel)
- das Spektrum dieses Fehlers erstreckt sich über ein immer breiteres Band.

Im Ergebnis kann mit einem Erhöhen der Abtastfrequenz eine hohe Genauigkeit bei der Phase erzielt werden, wobei man sich gleichzeitig mit einer sehr kleinen Anzahl von Bits begnügt.

Es zählen nur die Zeitpunkte eines Nulldurchgangs des Rechtecksignals, die die künstlich erzeugte Frequenz repräsentieren. Dieser Nulldurchgang muß genau sein.

Nutzt man diese soeben in Erinnerung gerufenen Umstände, so wird mit der erfindungsgemäßen Vorrichtung ein direkter Phasenvergleich von digitalen Signalen durchgeführt. Das von einem Frequenzteiler gelieferte Signal ist nämlich digital, und, vor einer Digital/Analog-Wandlung in dem DGO, ist das Signal selbst digital. Bei der erfindungsgemäßen Vorrichtung läßt man den die Umwandlungstabelle (Phase/Amplitude) enthaltenden Speicher und den Digital/Analog-Wandler des DGO weg. Man arbeitet bezüglich des höchstwertigen Bits des Ausgangsworts des Phasenspeichers.

Diese Lösung führt zu einem Phasenrauschen, das über ein Frequenzband verteilt ist, das gleich der Taktfrequenz des DGO auf dem Niveau des Überlagerungssignals ist, und zwar aufgrund des Phasenfehlers, der durch das Ausgangssignal des DGO erzeugt wird.

Ein Frequenzmodulationsoszillator gemäß der Erfindung ist schematisch in Fig. 7 gezeigt. Er enthält zwei Speicher 11 und 12 von N Bits, die die Funktion des Speichers 1 der Fig. 4 übernehmen. Diese Speicher arbeiten im Takt des Taktgebers der Frequenz F_h . Der erste erhält ein binäres Wort I von N Bits, und er liefert am Ausgang eine digitale Rampe M, mit Änderungen in Form von Treppenstufen, die alle gleich I sind, wie dies durch das Diagramm im unteren Teil der Fig. 7 dargestellt ist, wobei das Diagramm die Änderungen von M in Abhängigkeit von der Zeit zeigt. Die Zeitinkremente sind umgekehrt proportional zur Frequenz F_h , nämlich $\Delta t = [1/F_h]$.

Der zweite Speicher 12 liefert am Ausgang ein Wort P von N Bits. Die Werte dieser Wörter folgen einem parabolischen Verlauf, wie dies angegeben wurde. Diese Änderungen sind durch das Diagramm im unteren Teil der Fig. 7 dargestellt.

Die Phasenänderungsgeschwindigkeit entspricht der Ausgangsfrequenz des digitalen Oszillators.

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{F_h}{2^N} M \quad (11)$$

worin:

N = Anzahl von Bits des Phasenspeichers

F_h = Taktfrequenz des Speichers.

Der Phasenspeicher ist ein N Bit-Zähler, der eine Einteilung über 2^N Teilungen des der Periode T des Signals zugeordneten Phasenkreises bildet.

Die Anzahl N repräsentiert die Phasensprungweite, d. h. die während des Zeitintervalls zwischen den beiden Taktimpulsen aufgespeicherte Phasenänderung.

Fig. 8 zeigt diese Betriebsart für den Erhalt einer linearen Frequenzmodulation positiver Steigung, wobei der Phasensprung M linear zunehmen muß.

Die Verwendung eines zusätzlichen Aufwärts/Abwärts-Zählers ist erforderlich, um den linearen Anstieg oder Abfall von M ausgehend von einem Eingangsparameter I zu erzeugen, der proportional zu der Steilheit der Frequenzrampe ist, wenn ein Signal mit zweifacher Rampe erwünscht ist.

Ein zweiter Parameter ist erforderlich, um die Initialisierung der Zähler für eine Wahl der Ausgangsfrequenz, Mittenfrequenz, usw. zu bewirken.

Will man eine Frequenzrampe von einer Abweichung Δf und einer Dauer D erhalten, so muß die folgende Beziehung erfüllt sein:

$$\frac{\Delta f}{T} = \frac{I(f_h / 2^N)}{T_h} = \frac{I f_h^2}{2^N}, \text{ wobei } N \text{ ganzzahlig und } I = 1 \text{ ist} \quad (12)$$

Die Idee besteht somit darin, daß dann, wenn die Taktfrequenz 1 GHz, $\Delta f = 25$ MHz und $T = 8$ ms ist, die Anzahl von Bits des Speichers wenigstens 28 sein muß. Bei jedem Taktimpuls wird die Phase linear um einen Schritt erhöht. Der ma-

ximale Phasenfehler kann den Wert $(2M/15)$, nämlich 24° bei 65 MHz erreichen.

Im Rahmen der Erfindung verwendet man nur das höchstwertige oder "Übertrags"-Bit. Genauer ist jede Stufe der Speicher 11 und 12 durch einen 1 Bit-Addierer gebildet.

Fig. 9 zeigt schematisch eine Stufe aus den beiden Speichern 11 und 12.

Der erste Speicher 11 empfängt an seinem ersten Eingang ein Bit des Steuerworts I und an einem zweiten Eingang 110 das Ausgangssignal (ein Bit von M) dieses Speichers. Diese Konfiguration wiederholt sich bei dem Speicher 12, der an einem ersten Eingang 121 das Ausgangssignal (ein Bit von M) des Speichers 11 und an einem zweiten Eingang 120 sein eigenes Ausgangssignal (ein Bit von P) empfängt. Das Übertragungssignal S des Addierers 12 höchster Wertigkeit wird für Phasenvergleiche verwendet, wie dies im folgenden erläutert wird.

Die beiden Speicher erhalten synchron die Taktsignale F_h .

Der DGO, der gemäß den im Rahmen der Erfindung getroffenen Maßnahmen abgewandelt wurde, ermöglicht das Synchronisieren der Phasenschleife eines spannungsgesteuerten Oszillators, der im folgenden der Einfachheit halber mit VCO bezeichnet wird. Es werden nun beispielhaft einige Aspekte im Bereich der durch die Erfindung angestrebten Hauptanwendung und insbesondere im Bereich eines Senders für einen Radiohöhenmesser betrachtet.

Zwei Konfigurationen können verwirklicht werden:

- "direkte" Modulation: der frequenzmodulierte VCO liefert unmittelbar ein Signal bei der Sendefrequenz.
- "umgesetzte" Modulation: das modulierte Signal wird bei einer Zwischenfrequenz (FI) erzeugt, z. B. in einem Frequenzbereich zwischen 150 und 250 MHz, und dann in eine Ultrahochfrequenz umgesetzt.

Der allgemeine Aufbau einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzrampe ist schematisch in Fig. 10 dargestellt. Er enthält zunächst einen DGO 40, wie beschrieben. Dieser DGO erzeugt synthetisch eine Frequenzmodulationsrampe. Das durch ein Übertragungsbit gebildete Ausgangssignal V_S wird einem digitalen Phasenkomparator zugeführt, der bitweise das Signal V_S mit einem Frequenzsignal V_2 vergleicht. Dieses wird durch Umsetzen der Frequenz F_1 erhalten, die durch einen VCO 43 erzeugt wird. Dieses Umsetzen erfolgt gewöhnlich mit Hilfe eines harmonischen Mischers 42 ausgehend von einer Frequenz F, die wiederum durch einen zusätzlichen Oszillator erzeugt wird. Die Einheit 41, 42 und 50 bildet die Phasenverriegelungsschleife 400 des Oszillators 43, die in der angelsächsischen Terminologie auch als "PLL" ("Phase Locked Loop") bezeichnet wird.

Das sich aus dem Vergleich ergebende Signal V_P wird dann in der üblichen Weise einem Bandfilter 50 zugeführt, dessen Ausgangssignal (Signal V_C) den VCO 43 durch Spannung gesteuert. Wie angegeben erhält der DGO 40 ein Taktsignal V_h , das bei einer der zu beschreibenden Ausführungsvarianten das Signal F (oder wenigstens ein davon abgeleitetes Signal) und von gleicher Frequenz sein kann.

Fig. 11 zeigt im Detail eine erste Ausführungsvariante, die der zuvor genannten Variante mit "direkter" Modulation entspricht.

Zur Darlegung des Konzepts wird nun in nicht einschränkendem Sinne das Beispiel einer Anwendung auf eine Vorrichtung mit folgenden Eigenschaften beschrieben:

- Sendefrequenz: 17 GHz
- Frequenzhub der Rampe: 100 MHz
- Dauer der Rampe: 8,4 ms

Die Erfahrung zeigt, daß diese Wahl einen optimalen Kompromiß der Bilanz (Leistung/Abmessung) der Antennen entspricht.

Die diese Vorrichtung bildenden Elemente sind die folgenden:

- ein spannungsgesteuerter (VCO) Ultrahochfrequenz-Hohlraumoszillator, der eine Mittenfrequenz von 17 GHz erzeugt
- ein harmonischer Mischer 42
- ein lokaler Oszillator 46 von 1 GHz
- ein Nachlaufverstärker 44 für die Zwischenfrequenz (FI)
- einen durch vier teilenden Frequenzteiler 45
- einen auf der AsGa-Technologie basierenden DGO 40, dessen Taktfrequenz $F_h = 1$ GHz ist; 28 Bit
- ein digitaler Phasenkomparator 41
- ein Schleifenfilter 50
- ein Ultrahochfrequenz-Leistungsverstärker 49, 17 GHz
- eine Sendeantenne 51.

Der VCO 43 wird ausgehend von einem Fehlersignal frequenzmoduliert, das von einer Phasenverriegelungsschleife geliefert wird. Diese enthält einen Koppler 47, der das Ausgangssignal des VCO der Frequenz F_1 erhält, welches Signal über einen Leistungsverstärker 49 der Antenne 51 zugeführt wird. Der Koppler 47 überträgt ein Signal F_1 zu dem harmonischen Mischer 42, welches Signal die gleiche Frequenz wie das Signal F_1 aufweist. Die Schleife enthält auch den Zwischenfrequenzverstärker 44, den durch vier teilenden Teiler 45, den digitalen Phasenkomparator 41 und das Schleifenfilter 50. Dieses letztere ist ein Bandpaßfilter, dessen Ausgangssignal V_C den VCO 43 durch die Spannung steuert.

Die erhaltene Zwischenfrequenz F_2 liegt in dem Bereich 160-260 MHz ($\Delta f = 100$ MHz).

Bei dieser Ausführungsvariante besitzen das Pumpensignal V des harmonischen Mischers und das Taktsignal F_h die gleiche Frequenz, und sie werden durch den gleichen Oszillator 46 über den Koppler 48 erzeugt.

Das Bezugssignal des Phasenkomparators 41 wird durch den DGO 40 erzeugt, wobei dessen Frequenzhub und die Dauer der Rampe durch einen Steuerungs-Mikroprozessor der Vorrichtung gesteuert werden, und zwar über eine

schnelle Logikschaltung (nicht dargestellt), die digitale Steuersignale S_{IC} liefert.

Die Frequenzsteuerung F_h für den DGO 40 ist ein Oszillator 46 vom Oszillatortyp mit Oberflächenwellen-Resonator, bekannter unter der Bezeichnung "SAWRO" ("Surface Acoustic Wave Resonator Oszillator") der angelsächsischen Terminologie. Sie kann auch auf der Basis eines Oszillators mit dielektrischem Resonator, bekannter unter der angelsächsischen Bezeichnung "DRO" ("Dielectric Resonator Oszillator") gebildet sein. Die Steuerung und der Betrieb dieses Oszillators erfolgen um die Frequenz 1 GHz. Damit kann ein ganzer Teilungsschritt in der Größenordnung von 1 ns erzielt werden.

Das andere, dem Phasenkomparator 41 zuzuführende Signal F_2 wird nach einer Frequenzumsetzung des vom Signal F_1 des VCO 40 abgeleiteten Signals F_1 mit Hilfe eines harmonischen Mischers 42 erhalten, der als Pumpensignal F_2 das des Oszillators 46 besitzt.

Da das erhaltene Signal eine sehr geringe Amplitude aufweist, wird es zunächst verstärkt (Signal F_2), bevor es durch vier geteilt wird. Der Nutzen einer Frequenzteilung, der auf einer Verringerung der dem Komparator 41 der Schleife auferlegten Phasensprünge beruht, kann aufgrund des Vorliegens eines wesentlichen Phasenrauschens infolge der Frequenzumsetzung (Verhältnis siebzehn) wieder in Frage gestellt sein. In diesem Fall ist vorgesehen, den DGO 40 anstelle mit einer Änderung $\Delta f_{DGO} = 25$ MHz mit einer Änderung $\Delta f_{DGO} = 100$ MHz zu beaufschlagen. Damit entfällt der Teiler 45 mit dem Divisor Vier.

In allen Fällen ist der von dem DGO 40 erzeugte Phasenfehler bei dem Ausgangssignal des VCO 43 der gleiche.

Fig. 12 zeigt eine detaillierte Darstellung einer zweiten Ausführungsvariante, die der zuvor genannten Variante mit "umgesetzter" Modulation entspricht. Die mit Fig. 11 gemeinsamen Elemente weisen die gleichen Bezugszeichen auf, und sie werden nicht von neuem beschrieben.

Der wesentliche Unterschied zu der vorhergehenden Vorrichtung besteht darin, daß zusätzlich ein Mischer 60 vorgesehen ist, um das modulierte Signal bei der Ausgangsfrequenz zu erhalten.

Ein stabiler Ultrahochfrequenz-Oszillator 62, beispielsweise vom zuvor genannten ORD-Typ, dient als Steuerung für die Umsetzung. Ein Zwischenfrequenz-VCO 43 (z. B. 160-260 MHz) erzeugt die Frequenzmodulationsrampe F_3 durch Steuern bei dem DGO; dann wird dieses Signal durch den Mischer 60 umgesetzt (Signal F_1).

Überdies muß die Ausgangsverstärkerstufe 49 eine höhere Verstärkung aufweisen; das Vorliegen des nahen Bildbands erfordert eine Unterdrückung durch Filterung.

Der Hauptvorteil dieser Lösung gegenüber der vorhergehenden Lösung (Fig. 11 : 42 und 44) besteht in dem Wegfall des harmonischen Mischers und seines Nachlaufverstärkers.

Der ORD-Oszillator 62 wird durch eine Phasenschleife mit einem Koppler 61 gesteuert, der das Ausgangssignal F_4 des ORD 62 auf den Mischer 60 und ein Element 65 verteilt, das als "Abtastkopf" 65 bezeichnet wird (Signal F_4 gleicher Frequenz). Dieses zuletzt genannte Element 65 synchronisiert die Schleife mit Hilfe des Taktsignals F_h , das durch den Oszillator 46 erzeugt und überdies über den Koppler 48 an den DGO 40 geliefert wird.

Wie zuvor wird der Teiler 45 mit dem Divisor Vier dann, wenn der dem DGO 40 auferlegte Frequenzhub gleich 100 MHz ist, nicht verwendet.

Schließlich kann, wie angegeben, der Doppler-Effekt dadurch annulliert werden, daß eine zweifache Rampe erzeugt wird, wie dies bei der Ausführungsvariante der Fig. 11 oder der Ausführungsvariante der Fig. 12 der Fall ist.

Die soeben anhand von zwei Ausführungsbeispielen beschriebene Vorrichtung bildet nur den Sendeteil eines Radiohöhenmessers. Fig. 13 zeigt ein Ausführungsbeispiel eines vollständigen Radiohöhenmessers.

Es wurde angenommen, daß der mit dem Bezugszeichen 100 versehene Sender in Übereinstimmung mit der Variante der Fig. 11 verwirklicht ist. Die gemeinsamen Elemente weisen gleiche Bezugszeichen, erhöht um den Wert 100, auf, und sie werden nur insoweit nochmals beschrieben, wie dies erforderlich ist.

Der erfindungsgemäße Radiohöhenmesser kann in gleicher Weise bei geringer und bei großer Höhe arbeiten.

Er führt somit zwei Arten von Messungen durch:

- Messung geringer Reichweite (oder geringer Höhe)
- Messung großer Reichweite (oder großer Höhe)

Die Rückgewinnung des Überlagerungssignals besteht darin, daß das Sendesignal (Frequenzrampe) mit dem Empfangssignal (Empfänger mit Korrelator) in bekannter Weise gemischt wird.

Diese Funktion wird mit Hilfe eines Bildfrequenzunterdrückungs-Mischers (IRM) erzielt, mit dem das in dem Bildband enthaltene Rauschen beseitigt werden kann.

Dieser Stufe ist ein verlustarmes Tiefpaßfilter im Wellenleiter, abgestimmt auf das Sendefrequenzband, vorangestellt (Verringerung des Rauschens, Herabsetzen von Störungen außerhalb des Bands), gefolgt von einem rauscharmen Verstärker.

Für den Empfänger kann ein globaler Rauschfaktor von 5 dB erzielt werden.

Die Dynamik des Überlagerungssignals zwischen einem Bereich "großer Höhe" (HA) und einem Bereich "geringer Höhe" (BA) kann sehr groß sein, und es ist die Verwendung mehrerer Verfahren erforderlich, um diese Effekte herabzusetzen:

- a) Verringerung der Sendeleistung bei geringer Höhe Das Ausgangssignal des VCO 143 wird durch eine Leistungsstufe 149 verstärkt. Bei geringer Höhe kann diese weggelassen werden. Überdies ist das den Radiohöhenmesser transportierende Luftfahrzeug weniger erfaßbar, wenn diese Maßnahme übernommen wird.
- b) Hinzufügen eines Verstärkers F1 festgelegter Verstärkung in der Empfangskette bei großer Höhe. Zwischen den beiden Höhenbereichen ist die Empfangsdynamik nämlich fest und durch folgendes gegeben:

$$D = 20 \log h_1 - 20 \log h_2 \text{ mit } h_1 > h_2$$

Um diesen Zustand zu kompensieren, ermöglicht der Einsatz eines Verstärkers fester Verstärkung eine leichte Kompensation dieser Amplitudenabweichung.

c) Sättigung der Empfangsstufen im Fall eines sehr starken Spiegelechos. Das minimale Niveau des Reflexionsvermögens bei einem streuenden Boden liegt in der Größenordnung von $-25 \text{ dBm}^2/\text{m}^2$, und bei einem Spiegelecho ist das maximale theoretische Niveau des Reflexionsvermögens $G/4$, wobei G die Antennenverstärkung und r der Reflexionsgrad ist. Man kann eine leichte Sättigung des Signals in der Amplitude als sehr selten auftretendes Phänomen tolerieren.

Beispielsweise liefert das Spiegelecho einer asphaltierten Straße einen Meßwert in der Größenordnung von $+10 \text{ dBm}^2/\text{m}^2$.

Die Dynamik der Stufe, die die Schwankungen des Reflexionsvermögens unabhängig von der Höhe des Luftfahrzeugs kompensiert, wird auf 40 dB geschätzt. Diese Dynamik kann mittels einer CAG (automatische Verstärkungsregelung) beim Verstärker F.I. berücksichtigt werden.

Es werden nun die Besonderheiten der Höhenmessung für jeden der Bereiche "große Höhe" und "geringe Höhe" beschrieben, die im folgenden mit HA und BA bezeichnet werden.

Zunächst wird der Empfang bei großer Höhe beschrieben. Der Empfänger 200 ist das Mittel zur Aufbereitung des Überlagerungssignals, um dieses im Hinblick auf den Erhalt des Höhenmeßwerts auszunutzen.

Bei großer Höhe ($16\,000 \text{ m} < h < 25\,000 \text{ m}$) wird eine Frequenzrampe der Dauer 8,4 ms und von einem Hub 100 MHz gesendet.

Das Überlagerungssignal besitzt somit eine Frequenz, die in dem folgenden Bereich liegt (Signal nicht vom Doppler-Effekt betroffen):

$$f_b(20000 \text{ m}) = \frac{2 \times 20000 \times 100 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8 \times 8,410^{-3}} = 1,587 \text{ MHz}$$

$$f_b(25000 \text{ m}) = 1,984 \text{ MHz}$$

$$f_b(16000 \text{ m}) = 1,270 \text{ MHz}$$

Es ist festzustellen, daß die Frequenzanalyse mit Hilfe eines Prozessors für eine schnelle Fourier-Transformation ausgeführt werden kann, die im folgenden mit FFT ("Fast Fourier Transform") bezeichnet wird, in einem Bereich zwischen 0 und 128 kHz mit einer Körnung von 250 Hz.

Zur Durchführung der Messung ist es erforderlich, das Signal in der Frequenz umzusetzen, um bei dem zu berechnenden Spektrum eine "Frequenzschleife" zu bewirken.

Die eigentliche Verwirklichung dieser flexiblen Schleife basiert auf der Verwendung eines Mischers und eines DGO. Die Steuerung dieses Synthesators ermöglicht die Verwirklichung der Frequenzflexibilität, die für die Verfolgung der Überlagerungsfrequenz erforderlich ist.

Behält man die oben genannten Analyseparameter bei, so ist die Erfassungsdauer $1024 \times 4 \mu\text{s} = 4,096 \text{ ms}$, und die Rechenzeit der Fourier-Transformierten beträgt einige Hundert Mikrosekunden.

Behält man die gleiche Anzahl von Abtastungen für eine zweifache Analysedauer bei, die der Dauer der Rampe entspricht, so ist die Frequenzauflösung verdoppelt, und der Frequenzanalysebereich um die Hälfte verringert, nämlich 0-64 kHz.

Eine Lösung, bei der eine doppelte Abtastfrequenz verwendet wird, nämlich 512 kHz, erfordert die Verwendung von schnellen, und damit teuren integrierten Schaltungen.

Eine Erhöhung der Auflösung ist aufgrund der Breite des Überlagerungsspektrums ($B \approx 8 \text{ kHz}$) nicht zweckdienlich.

Die Wahl der Frequenz des Umsetzer-DGOs erfolgt durch einen Rechner, mit dem der Radiohöhenmesser ausgestattet ist, um das Analysefenster auf eine mittlere Überlagerungsfrequenz zu zentrieren.

Die Schwankungen der Überlagerungsfrequenz aufgrund des Doppler-Effekts müssen nicht stören.

In einer ersten Annäherung ist $V_r = v \cdot \tan \alpha$, worin:

v = Geschwindigkeit des in Bewegung befindlichen Körpers gegenüber dem horizontalen Boden

V_r = Radialgeschwindigkeit

α = Winkel des Geländes gegenüber der Horizontalen

Bei einer Neigungsänderung des Geländes in der Größenordnung der Höhenänderungen des Luftfahrzeugs bei $V = 1000 \text{ m/s}$, erreicht die Radialgeschwindigkeit für $\alpha = 2^\circ$, $V_r = 35 \text{ m/s}$, angenommen eine Verschiebung der Überlagerungsfrequenz um 4 kHz.

Entsprechende Phänomene bei extremen lokalen Höhenänderungen des Geländes (Graben, Damm, ...) führen zu Übergangsimpulsen bei dem Überlagerungssignal.

Überdies liegen selbst dann, wenn die Überlagerungssignale das Frequenzanalysefenster verlassen, stets am Boden vorgesehene Spiegelpunkte im Antennenkegel vor, die die einfallende Welle ohne Auswirkung des Doppler-Effekts reflektieren.

Als Beispiel setzt sich die Empfangskette für einen 17 GHz-Radiohöhenmesser wie folgt zusammen:

- Eine Antenne 201.
- Ein Tiefpaßfilter 202 mit der Grenzfrequenz von 20 GHz.
- Ein rauscharmer Verstärker 203, $NF = 3,5$ bis 4 dB, und mit einer Verstärkung von $G = 20 \text{ dB}$ bei $f = 17 \text{ GHz}$.

- Ein zweifacher Mischer 204 mit Bildfrequenzunterdrückung, $L = 10$ dB bei $F = 17$ GHz. Das Frequenzsignal stammt vom Sendeteil 100, genauer von dem VCO 143 über die Koppler 147 und 205.
- Ein Breitbandkoppler 206 rekombiniert die Ausgangssignale der Mischer zur Erzeugung eines Signals FI.
- Ein Verstärker 207 mit einstellbarer Verstärkung zur Kompensation der Schwankungen des Reflexionsvermögens des Bodens, mit einer minimalen Dynamik von 50 dB, Durchlaßband = 20 kHz-2 MHz.
- Ein Bandpaßfilter 209, mit $\Delta f = 500$ kHz und eine Mittenfrequenz $f_{\text{Mitten}} = 1,750$ MHz.
- Ein Mischer 210.
- Ein DGO 211 mit einem Frequenzschritt = 10 kHz und einer Ausgangsfrequenz zwischen 1,4 MHz und 2 MHz.
- Ein Niederfrequenzverstärker 212 fester Verstärkung zum Nachstellen der Dämpfung zwischen den Bereichen großer und geringer Höhen: die Änderung der Dämpfung ist typischerweise:

$$\Delta G = 20 \log 25\,000 - 20 \log 30 = 58 \text{ dB}$$

- Die Dämpfungsdifferenz zwischen dem oberen und dem unteren Wert des Bereichs großer Höhe:

$$\Delta A = 20 \log 25\,000 - 20 \log 16\,000 = 3,8 \text{ dB.}$$

- Eine Stufe 213 mit einstellbarer Verstärkung, die mit GVA (mit der Höhe veränderliche Verstärkung) bezeichnet wird, ermöglicht eine Kompensation der Verstärkungsänderungen gemäß einer durch $1/h^2$ vorgegebenen Gesetzmäßigkeit in Schritten von 0,5 dB.
- Ein Antifaltungs-Tiefpaßfilter 214 mit einer Grenzfrequenz von $f_c = 110$ kHz.
- Ein n Bit-Analog/Digital-Wandler 215.

Der globale Rauschfaktor des Empfängers kann auf 5 dB geschätzt werden, unter Berücksichtigung des aktuellen Stands der Technik auf diesem Gebiet.

Die Empfangskette muß linear und ohne Begrenzung sein, um keine parasitären Signale zu erzeugen, die entweder für das Überlagerungssignal gehalten werden oder dieses zum Verschwinden bringen, wenn dieses eine kleine Amplitude besitzt.

Mit der Möglichkeit der Erzeugung eines harmonischen Signals bei einer bekannten Frequenz zwischen 0 und $F_H/2$ mit Hilfe eines DGO können Höhenmessungen zwischen den beiden Bereichen HA und BA durchgeführt werden. Die Probleme der Dynamik des Signals und der Sättigung können mit Hilfe des GVA-Elements 213 gelöst werden.

Die Empfangskette umfaßt eine schnell wirkende automatische Verstärkungsregelung (CAGI), die auf jegliche Änderung des Reflexionsvermögens des Bodens so reagieren kann, daß die Amplitude des Signals am Eingang des Analog/Digital-Wandlers 215 konstant gehalten wird, und die auf den Verstärker 207 einwirkt.

Es wird nun der Empfang bei geringer Höhe erläutert.

Die gewünschte Genauigkeit bei der Entfernungsmessung erfordert eine Fähigkeit der Analyse des Signals (Feinheit der FFT) in bezug auf die Überlagerungsfrequenz des Signals; es bietet sich die Einstellung der Dauer des Sägezahns und/oder des Frequenzhubs Δf an.

Zur Messung der Überlagerungsfrequenz dieses Signals ist es erforderlich, diese in einem festen Bereich von der Höhe abhängig zu halten.

Die Dauer des Sägezahns ist dann in Abhängigkeit von der Höhe über den Bereich veränderbar.

Der Frequenzhub kann automatisch verdoppelt werden. Anstatt eine Frequenzteilung durch vier vorzunehmen (Stufe großer Höhe), bevor der Phasenvergleich in der Sendekette erfolgt, wird diese Teilung bei acht ausgeführt. Hierzu wird ein Steuersignal HA/BA verwendet. Wie zu sehen ist, wird dieses Signal durch einen Rechner 217 gebildet.

Überdies ändert sich das empfangene Signal mit $1/h^2$ in Abhängigkeit von der Höhe.

Eine Verringerung der Sendeleistung ist erforderlich. Diese wird erreicht, indem der Leistungsverstärker 149 beim Senden abgeschaltet wird und indem mit Hilfe von Schaltern ein Schwächungsglied 153 zwischen dem VCO 143 und der Antenne 151 eingesetzt wird.

Das mit GVA bezeichnete Element 213 (mit der Höhe veränderliche Verstärkung) ermöglicht das Einstellen dieser Änderungen in Abhängigkeit von den Höhenbereichen, und ein in die NF- (Niederfrequenz)-Kette eingesetztes Hochpaßfilter 220 mit 6 dB/Oktave hält den Pegel des Signals am Eingang des Analog/Digital-Wandlers konstant.

Man entscheidet sich dafür, die Bereiche in Höhen-Halboktaven umzuschalten, um die Frequenzsprünge zu begrenzen.

Die Kette für geringe Höhen ist durch die folgenden Elemente gebildet, von denen einige mit denen der Kette für große Höhen gemein sind:

Das Tiefpaßfilter 202.

Den Verstärker 203.

Den Mischer 204 mit Bildfrequenzunterdrückung.

Den Verstärker 207 einstellbarer Verstärkung.

Ein Tiefpaßfilter 218 mit einer Grenzfrequenz von 110 kHz.

Einen Niederfrequenzverstärker 219, 1 kHz-110 kHz, mit einer Verstärkung GNF.

Ein Hochpaßfilter 220 mit einer Steilheit von 3 dB/Oktave und einer Grenzfrequenz, die zu 110 kHz hin gesetzt ist, um den Ausgangspegel bei konstantem Reflexionsvermögen konstant zu halten.

Das GVA (mit der Höhe veränderliche Verstärkung)-Schwächungsglied 213, das die Verstärkung entsprechend der Gesetzmäßigkeit $1/h^2$ einstellt (Bereichumschaltung durch Höhen-Halboktave), um das Ausgangssignal mit einer zum Reflexionsvermögen des Bodens proportionalen Amplitude zu erhalten. Es ist ein digital gesteuertes logarithmisches Schwächungsglied.

- Das Antifaltungs-Tiefpaßfilter 214 mit einer Grenzfrequenz von $f_C = 110 \text{ kHz}$.
- Den n Bit-Analog/Digital-Wandler 215.

Die Sende- und Empfangsketten weisen daher zwei Betriebsarten auf, um Bereichen geringer und großer Höhe Rechnung zu tragen.

Der Radiohöhenmesser enthält einen Rechner 217. Ausgehend von unterschiedlichen Informationen über Betriebsarten (inaktiv, bereit und Messung), Höhen des Luftfahrzeugs und des Überlagerungssignals ist dieser in der Lage, den Wert senkrechter Höhe zwischen dem Luftfahrzeug und dem Boden zu ermitteln.

Der Rechner 217 steuert:

- beim Sendeteil:
 - den digital gesteuerten Oszillator 140 mit Hilfe des Steuersignals SC_1
 - den Frequenzteiler 145 mit dem Divisor Vier oder Acht, sofern dieser vorgesehen ist, mit Hilfe eines Signals HA/BA (große Höhe - geringe Höhe)
 - das beim Senden erfolgende Schalten des Leistungsverstärker 149 oder des Schwächungsglieds 153 mit Hilfe des gleichen Signals HA/BA über zwei Schalter 152 und 154 mit zwei Stellungen: 1 und 2. Die Stellung 1 dieser Schalter entspricht dem Modus großer Höhe und die Position 2 dem Modus geringer Höhe.
- Bei dem Empfangsteil:
 - das Schalten der Ketten für geringe und große Höhen mit Hilfe des Signals HA/BA und der Zweistellungs-Schalter 208 und 221
 - den DGO-Synthesator 211 mit Hilfe des Signals SC_2
 - den GVA-Modul 213 mit Hilfe eines Signals S_{GVA} und den Verstärker 207 mit Hilfe eines Steuersignals S_{GAGI}

Er steuert auch den FFT-Prozessor 216, der zur Berechnung des Überlagerungsspektrums durch eine schnelle Fourier-Transformation dient.

Dieser schnelle FFT-Prozessor 216 liefert die Signale in Form eines Linienspektrums.

Die Überlagerungssignale der Rampen (ansteigend und abfallend) werden auf die gleiche Weise verarbeitet.

Bezüglich der Gewinnung der Höheninformation wird auf bekannte Verfahren zur Verarbeitung des Signals verwiesen.

Die Lösung einer digitalen Verarbeitung bringt eine bestimmte Anzahl von Vorteilen gegenüber einer herkömmlichen Lösung einer analogen Verarbeitung mit sich:

- eine hochwertige Höhenmessung in allen Flugkonstellationen,
- die Fähigkeit, mehrere Ziele kontinuierlich zu verfolgen,
- ein großes Beobachtungsfenster (größer als 100 kHz), das ein gutes dynamisches Ansprechen auf schnelle Änderungen des Geländes ermöglicht.

Das Spektrum des Überlagerungssignals wird für jede Rampe durch die schnelle Fourier-Transformation berechnet.

Um den Doppler-Effekt zu beseitigen, bildet man die Halbsumme der Maxima der Überlagerungsspektren, die während der aufeinanderfolgenden Modulationen der ansteigenden und abfallenden Rampen erhalten wurden (Beziehung (8)).

Die Verarbeitung des Signals dient dazu, die Information über die Höhe des Luftfahrzeugs über dem Boden zu ermitteln.

Sie besteht aus den folgenden Schritten:

- Berechnen des Spektrums durch TFD (diskrete Fourier-Transformation),
- Erfassen und Ermitteln der Maxima,
- zeitliche Kohärenz bei der Messung,
- Flugbahnfilterung.

Das Berechnen des Spektrums durch TFD zeichnet sich durch den Frequenzbereich (verknüpft mit der Abtastfrequenz) und die Feinheit oder Frequenzauflösung (verknüpft mit der Anzahl von Analysepunkten) bei den herkömmlichen Systemen aus.

Es wurde angeführt, daß die beibehaltenen Parameter durch eine Abtastfrequenz von 256 kHz bei maximal 1024 Punkten gegeben waren. Es kann eine höhere Abtastfrequenz gewählt werden, derart, daß die Frequenzen der Überlagerungssignale nicht aus Gründen von wesentlichen Phänomenen des Doppler-Effekts aus dem Analysefenster heraustreten.

Die nutzbaren Informationen sind in den oben berechneten Spektren enthalten.

Das Erfassungsverfahren ermöglicht deren Bestimmung ausgehend von der Position des spektralen Energiemaximums, das eine Erfassungsschwelle überschreitet.

Die Überprüfung der zeitlichen Kohärenz einer Information besteht darin, zu bestimmen, ob die bewirkte Erfassung zu einem gegebenen Zeitpunkt auf der Basis eines Voraussagemodells bei einer engen Toleranz den vorhergehenden Erfassungen entspricht.

Auf diesem Niveau ist die Höheninformation "roh".

Es kann eine Navigationsfilterung durchgeführt werden, wodurch das Rauschen bei der bewirkten Messung gedämpft wird. Die Filterung ist vom sogenannten α -, β -Typ.

Die Erfindung ist nicht auf die im einzelnen beschriebenen Ausführungsvarianten begrenzt. Insbesondere wurden die Zahlenbeispiele nur angegeben, um ein Anwendungsbeispiel der Erfindung näher darzustellen.

1. Vorrichtung zur Linearisierung einer Frequenzmodulationsrampe mit einem spannungsgesteuerten Oszillator (43), der einen Ausgang aufweist und einer Phasenverriegelungsschleife (400) zugeordnet ist, und mit einem Taktgenerator (46) bestimmter Frequenz (f_h), dadurch gekennzeichnet, daß sie einen digital gesteuerten Oszillator (40) enthält, der einen durch ein digitales Wort (I) gesteuerten ersten Speicher (11) aufweist, der wenigstens eine digitale Rampe aus Treppenstufen (M) erzeugt, die sich in einem bestimmten Sinn im Takt der bestimmten Frequenz (f_h) ändert, und einen einen Übertragsausgang besitzenden zweiten Speicher aufweist, der durch die digitale Rampe (M) gesteuert ist und ein digitales Signal (P) aus Treppenstufen mit sich gemäß einem parabolischen Verlauf im Takt der bestimmten Frequenz (f_h) ändernder Phase liefert, und einen in die Schleife eingesetzten digitalen Phasenkomparator (41) enthält, der einen Ausgang sowie einen ersten und einen zweiten Eingang aufweist, die mit dem Übertragsausgang bzw. dem Ausgang des spannungsgesteuerten Oszillators (43) gekoppelt sind.
2. Vorrichtung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß sie einen in die Phasenverriegelungsschleife eingesetzten harmonischen Mischer (42) zum Koppeln des spannungsgesteuerten Oszillators (43) mit dem digitalen Phasenkomparator (40) enthält, wobei dieser Mischer einen Eingang für den Empfang der Signale bei der Taktfrequenz (f_h) aufweist.
3. Vorrichtung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß sie einen in die Phasenverriegelungsschleife eingesetzten Frequenzteiler mit einem bestimmten Teilungsverhältnis und einem Ausgang (F_2) enthält, der mit dem zweiten Eingang des digitalen Phasenkomparators (41) verbunden ist.
4. Vorrichtung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß das Teilungsverhältnis durch ein Steuersignal (BA/HIA) zwischen wenigstens zwei Werten umsteuerbar ist.
5. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß jeder Speicher (11, 12) mehrere parallele Stufen enthält, wobei jede Stufe durch einen Addierer gebildet ist, der einen Ausgang, einen ersten Eingang (111, 121) für den Empfang eines zu addierenden digitalen Worts (I, M) und einen zweiten Eingang (110, 120) aufweist, der mit seinem Ausgang (M, P) verbunden ist.
6. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das den ersten Speicher (11) steuernde digitale Wort (I) eine Vorzeicheninformation enthält, um eine zweifache Frequenzrampe zu erzeugen, die einen ansteigenden und einen abfallenden Teil enthält, der zum ansteigenden Teil symmetrisch ist.
7. Radiohöhenmesser mit einem Sender (100) für das Aussenden eines Signals in Form einer Frequenzmodulationsrampe, das sich gemäß einem linearen Verlauf ändert, und mit einem Empfänger (200) für den Empfang des ausgesendeten Signals nach einer Reflexion an einem in einer bestimmten Entfernung (h) vorgesehenen Ziel, der eine Überlagerungsfrequenz (f_b) aus dem gesendeten Signal und dem empfangenen Signal bestimmt, dadurch gekennzeichnet, daß er eine Vorrichtung zur Linearisierung der Frequenzrampe nach einem der vorhergehenden Ansprüche 1 bis 6 enthält.
8. Radiohöhenmesser nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß der Empfänger einen zweiten digital gesteuerten Oszillator (211) enthält, der ein Signal steuerbarer Frequenz erzeugt, und einen Mischer (210) enthält, der Signale empfängt, die für die empfangenen Signale gleicher Frequenz repräsentativ sind, um die Überlagerungsfrequenz (f_b) in einen Niederfrequenzbereich umzusetzen.
9. Radiohöhenmesser nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß er Mittel (215) zur Digital/Analog-Wandlung von Signalen und eine Rechenvorrichtung (216) für eine schnelle Fourier-Transformation enthält, die die auf diese Weise gewandelten Signale empfängt und die Entfernung (h) berechnet.
10. Radiohöhenmesser nach einem der Ansprüche 7 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß er Mittel zum Umschalten zwischen einer Meßbetriebsart (BA) für eine geringe Reichweite und einer Meßbetriebsart (HA) für eine große Reichweite enthält, wobei diese Mittel Verstärkerschaltungen einstellbarer Verstärkung enthalten.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

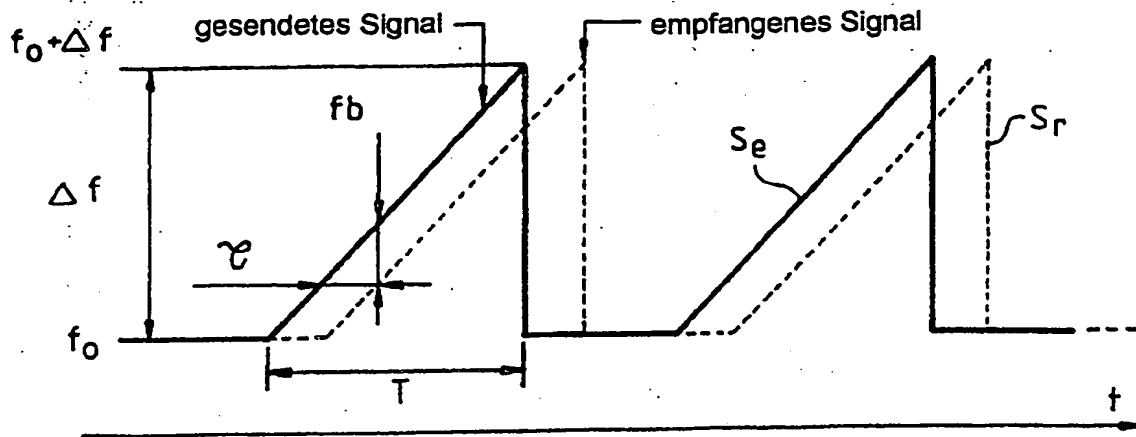


FIG. 1

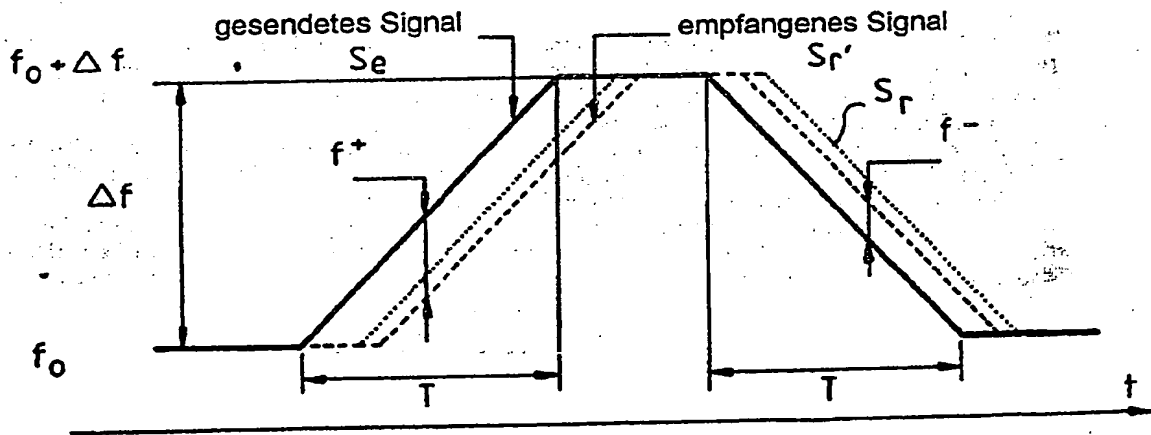


FIG. 2

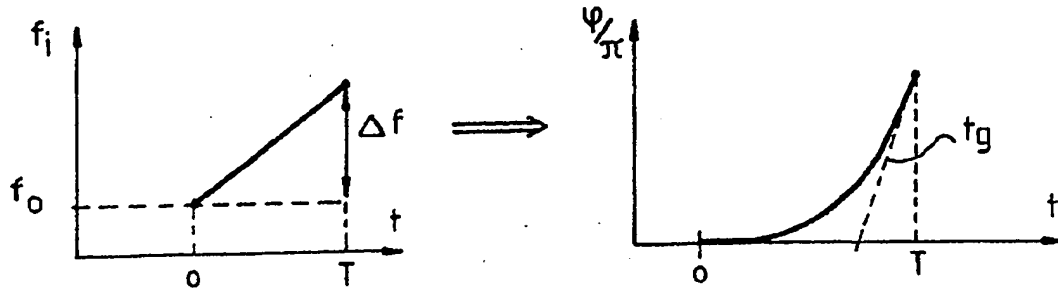


FIG. 3

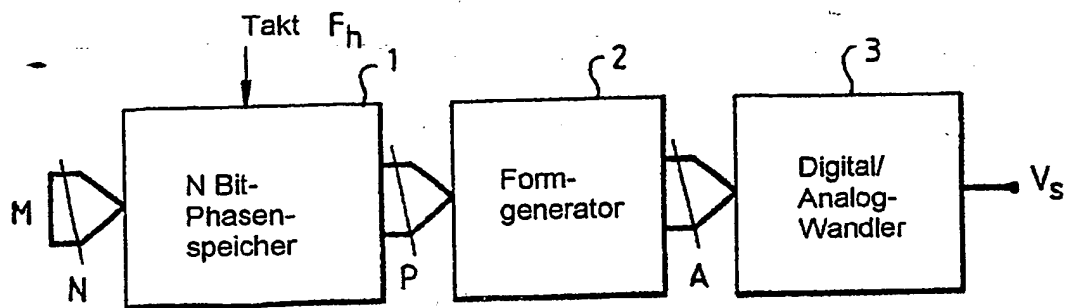


FIG. 4

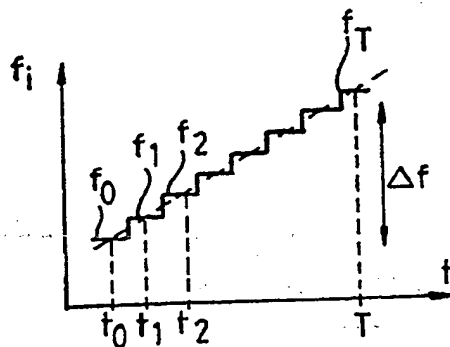


FIG. 5

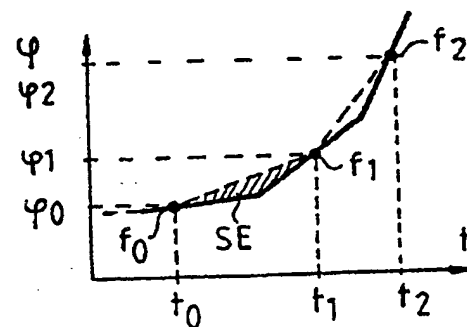


FIG. 6

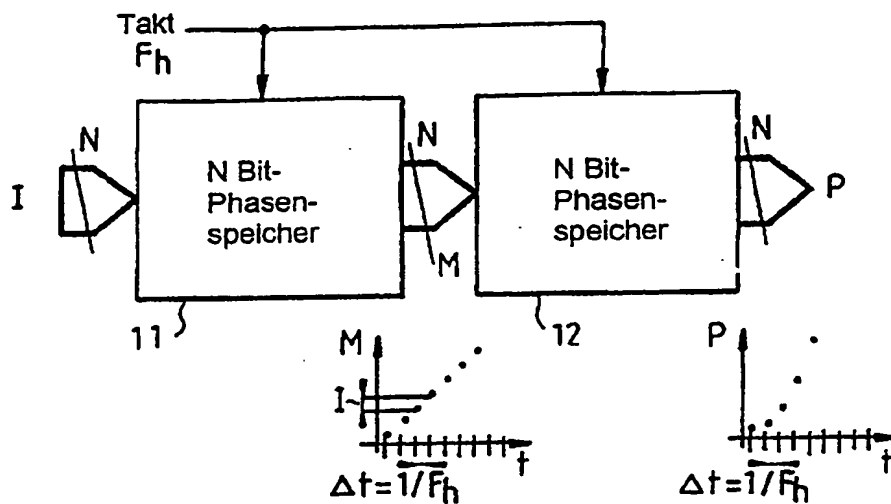


FIG.7

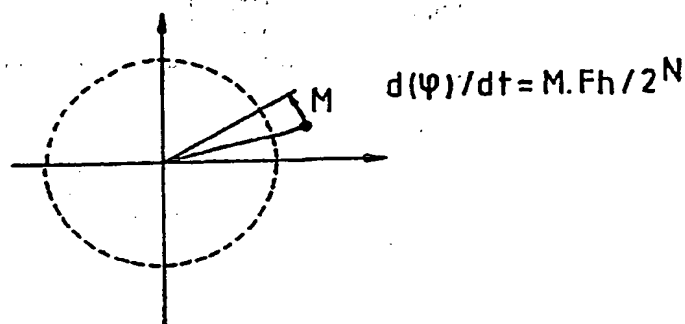


FIG.8

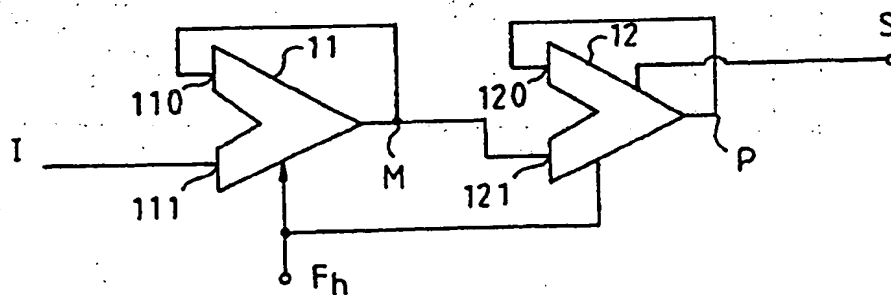


FIG.9

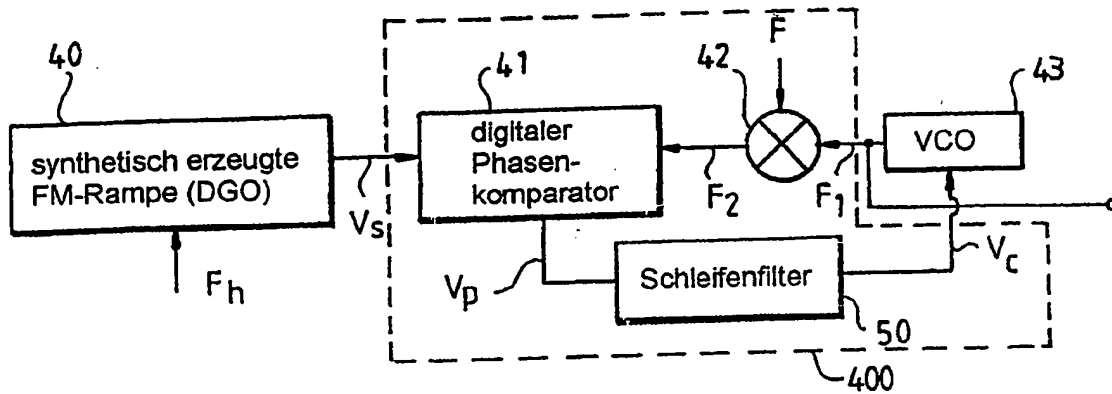


FIG.10

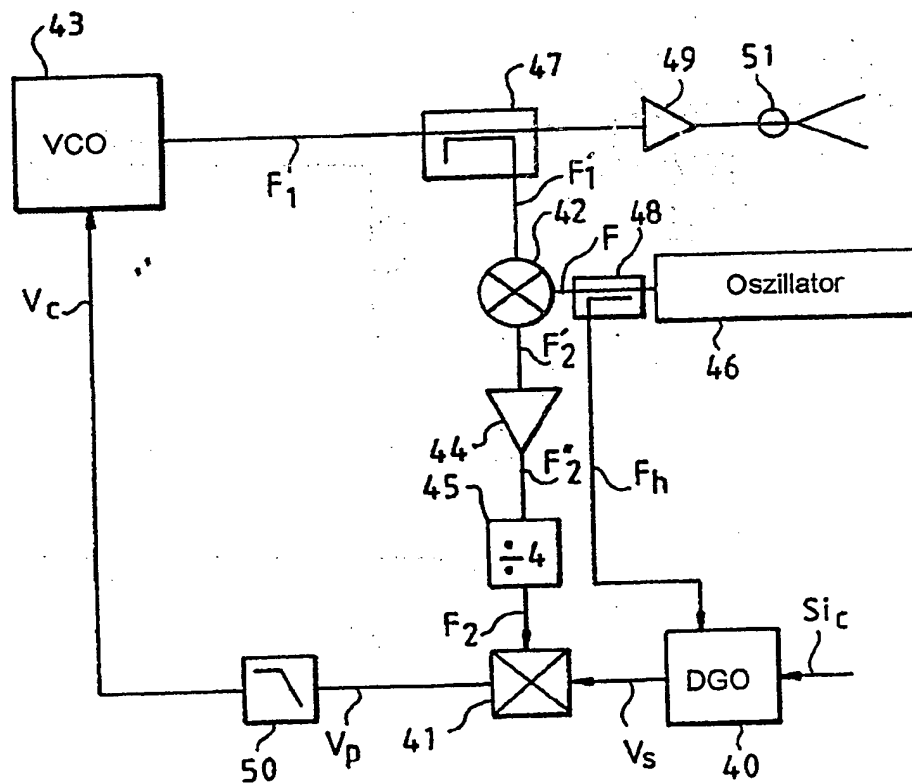


FIG.11

FIG.12

